MACHINE ASYNCHRONE

Alain CUNIERE
Lycée Pierre de Coubertin
Chaussée de Paris
77100 Meaux

Gilles FELD
ENS de CACHAN
61 av. du Président Wilson
94235 Cachan

Ce document est constitué de deux parties.

- La première permet la modélisation d'une machine asynchrone en utilisant la notion de vecteur complexe ou phaseur spatial et conduira d'une part à un modèle implanté sous Simulink et d'autre part à l'établissement de différents schémas équivalents en régime permanent.
- La deuxième étudie les commandes en couple de type scalaire ou les stratégies permettant de contrôler le couple en régime permanent.

1) MODELISATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

1.1) Généralités

La représentation schématique de la MAS dans l'espace électrique est donnée sur la figure 1.

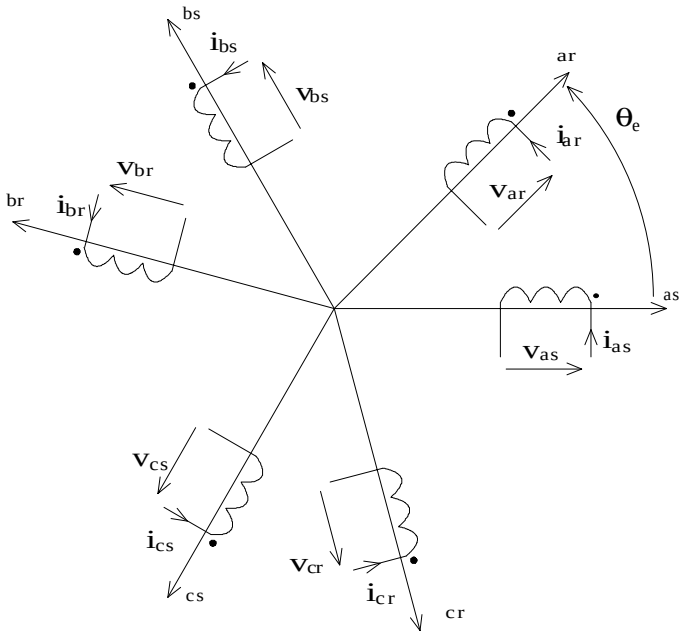

Figure 1. Représentation schématique d'une MAS

Notations :

x : Grandeur instantanée
$\underline{x}$: Vecteur complexe
$\underline{x}^*$: Vecteur complexe conjugué
$\overline{X}$: Amplitude complexe
[x] :Vecteur colonne de dimension 3
$[x]^t$:Vecteur ligne transposé du vecteur précédent
Ω :Vitesse angulaire de rotation
p : Nombre de paires de pôles
R_s :Résistance d'un enroulement statorique
R_r :Résistance d'un enroulement rotorique
L_{ps} :Inductance propre d'un enroulement statorique
M_s :Mutuelle inductance des enroulements statoriques
L_{pr} :Inductance propre d'un enroulement rotorique
M_r :Mutuelle inductance des enroulements rotoriques
Mo :Maximum de la mutuelle inductance rotor stator
σ : Coefficient de dispersion de Blondel

Hypothèses

Le modèle de la machine que nous adopterons repose sur les hypothèses suivantes :

Proportionnalité des flux aux courants.
Symétrie ternaire de la machine.
Entrefer constant.(pas d'effet d'encoches)
Forces magnétomotrices à répartition spatiale sinusoïdale.
Courants autres que dans les bobinages négligés.

1.2) <u>Modélisation dans le plan « a b c »</u>

En partant des tensions imposées sur les enroulements statoriques et rotoriques, on cherche à déterminer l'expression du couple électromagnétique puis de la vitesse.

Equations électrocinétiques

La loi de Faraday et la loi d'ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages.
Avec les conventions utilisées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les différents enroulements.

$$[v_s] = R_s.[i_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad \text{et} \quad [v_r] = R_r.[i_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt}$$

Expression des flux totalisés en fonction des courants

Convention.

Le flux dans un bobinage est calculé à partir de la relation : $\iint_{\text{surfacedubobinage}} \vec{B}.\vec{N}.dS$. Le sens du vecteur unitaire $\vec{N}$ normal à la surface étant définie par le sens conventionnel du courant dans le bobinage.

Avec les hypothèses précédentes, la relation entre les flux totalisés sur les enroulements et les courants peut être décrite par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \\ \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\phi_s] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M_{ss}] & [M_{sr}(\theta_e)] \\ [M_{rs}(\theta_e)] & [M_{rr}] \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M_{ss}] & [M_{sr}(\theta_e)] \\ [M_{rs}(\theta_e)] & [M_{rr}] \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix}$$

où $[M_{ss}]$, $[M_{rr}]$, $[M_{sr}(\theta_e)]$ et $[M_{rs}(\theta_e)]$ sont des sous-matrices de dimension 3*3 et $[\phi_s]$, $[\phi_r]$, $[i_s]$ et $[i_r]$ des vecteurs colonnes de dimension 3.

Avec $[M_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{ps} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ps} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ps} \end{bmatrix}$ $\qquad [M_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{pr} & M_r & M_r \\ M_r & L_{pr} & M_r \\ M_r & M_r & L_{pr} \end{bmatrix}$

$$[M_{sr}(\theta_e)] = M_o \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \qquad [M_{rs}(\theta_e)] = [M_{sr}(\theta_e)]^t$$

Energie magnétique
Elle peut être calculée à partir de l'expression suivante :

$$W_{mag} = \frac{1}{2}.\left([i_s]^t.[\phi_s] + [i_r]^t.[\phi_r] \right)$$

L'expression de W_{mag} en fonction des courants et des inductances ne comportent que 36 termes !

Couple électromagnétique
Il est donné par la dérivée partielle de la coénergie (ici égale à l'énergie) par rapport à l'angle mécanique entre le rotor et le stator.

$$C_e = \frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_m} = p.\frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_e}$$

Vitesse
Elle est solution de l'équation fondamentale de la dynamique.

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r$$ avec J : moment d'inertie et Cr : couple résistant.

Conclusion
Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan « a b c ». Elles peuvent être implantées dans un calculateur. Par contre, vu la complexité (36 termes pour l'énergie magnétique) de ces équations non linéaires et multi-variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande.

1.3) <u>Modélisation en utilisant les vecteurs complexes</u> (voir annexe)

On définit les vecteurs complexes suivants :
-Vecteurs complexes courant

$$\underline{i}_s = \frac{2}{3}(i_{as} + a.i_{bs} + a^2.i_{cs}) = \frac{2}{3}\begin{bmatrix}1 & a & a^2\end{bmatrix}.\begin{bmatrix}i_{as}\\ i_{bs}\\ i_{cs}\end{bmatrix} \qquad \underline{i}_r = \frac{2}{3}(i_{ar} + a.i_{br} + a^2.i_{cr}) = \frac{2}{3}\begin{bmatrix}1 & a & a^2\end{bmatrix}.\begin{bmatrix}i_{ar}\\ i_{br}\\ i_{cr}\end{bmatrix}$$

-Vecteurs complexes tension

$$\underline{v}_s = \frac{2}{3}(v_{as} + a.v_{bs} + a^2.v_{cs}) = \frac{2}{3}\begin{bmatrix}1 & a & a^2\end{bmatrix}.\begin{bmatrix}v_{as}\\ v_{bs}\\ v_{cs}\end{bmatrix} \qquad \underline{v}_r = \frac{2}{3}(v_{ar} + a.v_{br} + a^2.v_{cr}) = \frac{2}{3}\begin{bmatrix}1 & a & a^2\end{bmatrix}.\begin{bmatrix}v_{ar}\\ v_{br}\\ v_{cr}\end{bmatrix}$$

-Vecteurs complexes flux

$$\underline{\phi}_s = \frac{2}{3}(\phi_{as} + a.\phi_{bs} + a^2.\phi_{cs}) = \frac{2}{3}\begin{bmatrix}1 & a & a^2\end{bmatrix}.\begin{bmatrix}\phi_{as}\\ \phi_{bs}\\ \phi_{cs}\end{bmatrix} \qquad \underline{\phi}_r = \frac{2}{3}(\phi_{ar} + a.\phi_{br} + a^2.\phi_{cr}) = \frac{2}{3}\begin{bmatrix}1 & a & a^2\end{bmatrix}.\begin{bmatrix}\phi_{ar}\\ \phi_{br}\\ \phi_{cr}\end{bmatrix}$$

Equations électrocinétiques
Les deux équations matricielles suivantes exprimant les tensions sur les différents enroulements

$$[v_s] = R_s.[i_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad \text{et} \quad [v_r] = R_r.[i_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt}$$

peuvent être ramenées à deux équations complexes

$$\underline{v_s} = R_s.\underline{i_s} + \frac{d\underline{\phi_s}}{dt} \quad \text{et} \quad \underline{v_r} = R_r.\underline{i_r} + \frac{d\underline{\phi_r}}{dt}$$

Expression des flux totalisés en fonction des courants
Après quelques calculs, les vecteurs $\underline{\phi_s}$ et $\underline{\phi_r}$ peuvent s'écrire :

$$\underline{\phi_s} = L_s . \underline{i_s} + M . e^{j.\theta e}\, \underline{i_r} \quad \text{et} \quad \underline{\phi_r} = L_r . \underline{i_r} + M . e^{-j.\theta e}\, \underline{i_s}$$

ce qui donne sous forme matricielle : $\begin{bmatrix} \underline{\phi}_s \\ \underline{\phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M.e^{j\theta_e} \\ M.e^{-j\theta_e} & L_r \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} \underline{i}_s \\ \underline{i}_r \end{bmatrix}$

où L_s , L_r et M représentent les inductances cycliques définies par les expressions suivantes :

$$L_s = L_{ps} - M_s \qquad L_r = L_{pr} - M_r \qquad M = \frac{3}{2}.M_o$$

Expression de l'énergie magnétique

En utilisant les matrices de passage définies en annexe, on montre que cette énergie peut s'écrire :

$$W_{mag} = \frac{3}{8}(\underline{\phi}_s.\underline{i}_s^* + \underline{\phi}_s^*.\underline{i}_s + \underline{\phi}_r.\underline{i}_r^* + \underline{\phi}_r^*.\underline{i}_r) = \frac{3}{4}\Re\text{éel}(\underline{\phi}_s.\underline{i}_s^* + \underline{\phi}_r.\underline{i}_r^*)$$

Couple électromagnétique

En remplaçant dans l'équation précédente les vecteurs complexes flux par leurs expressions en fonction des courants, des inductances et de la position angulaire θ_e, on aboutit à l'expression suivante du couple.

$$Ce = \frac{3}{4}p.M.j.(\underline{i}_r.\underline{i}_s^*.e^{j\theta e} - \underline{i}_r^*.\underline{i}_s.e^{-j\theta e})$$

qui peut encore s'écrire :

$$Ce = \frac{3}{4}p.j.(\underline{\phi}_s.\underline{i}_s^* - \underline{\phi}_s^*\underline{i}_s) \quad \text{ou} \quad Ce = \frac{3}{4}p.(\underline{\phi}_s \wedge \underline{i}_s)$$

Vitesse

Elle est solution de l'équation fondamentale de la dynamique.

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \qquad \text{avec J : moment d'inertie et Cr : couple résistant.}$$

Modèle

Les équations de ce paragraphe conduisent au modèle donné par la figure 2.

Le coefficient de dispersion de Blondel σ est défini par la relation : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r.L_s}$

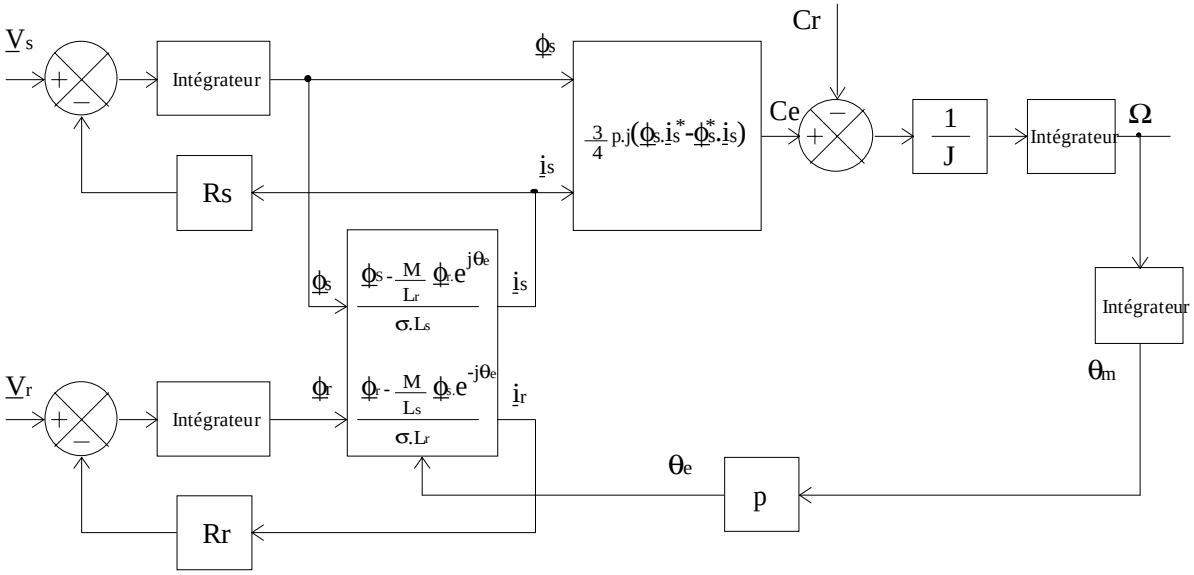

Figure 2. Modèle de la machine asynchrone utilisant les phaseurs spatiaux

C'est ce modèle qui sera implanté sous SIMULINK et qui permettra d'effectuer les différentes simulations.

On passera des grandeurs réelles aux vecteurs complexes et inversement en utilisant les relations de passage.

Il sera aussi possible de visualiser les différents vecteurs spatiaux dans le plan complexe de façon à comparer des stratégies de commande, entre autre, comparer une commande scalaire et une commande vectorielle.

1.4) Modélisation en régime permanent sinusoïdal

Dans cette partie, on suppose que :

- Les courants statoriques s'écrivent :

$i_{as} = I_s.\sqrt{2}.\cos(\omega_s.t + \varphi_s)$ $\quad i_{bs} = I_s.\sqrt{2}.\cos(\omega_s.t + \varphi_s - 2.\pi/3)$ $\quad i_{cs} = I_s.\sqrt{2}.\cos(\omega_s.t + \varphi_s - 4.\pi/3)$

- Les courants rotoriques s'écrivent :

$i_{ar} = I_r.\sqrt{2}.\cos(\omega_r.t + \varphi_r)$ $\quad i_{br} = I_r.\sqrt{2}.\cos(\omega_r.t + \varphi_r - 2.\pi/3)$ $\quad i_{cr} = I_r.\sqrt{2}.\cos(\omega_r.t + \varphi_r - 4.\pi/3)$

- La vitesse Ω est constante.

On définit le glissement g comme le rapport des pulsations rotoriques et statoriques. $g = \dfrac{\omega_r}{\omega_s}$

Les pulsations ω_s, ω_r et la vitesse angulaire de rotation Ω sont reliées par la relation :

$$\omega_s = p.\Omega + \omega_r$$

En choisissant une origine des temps telle qu'à l' instant t = 0 les axes du rotor et de la phase « a » du stator soient confondus, la relation précédente peut encore s'écrire :

$$\theta_e = \omega_s.t - \omega_r.t$$

Phaseurs spatiaux courants en régime permanent sinusoïdal

En utilisant les définitions des vecteurs complexes, les grandeurs $\underline{i_s}$ et $\underline{i_r}$ peuvent se mettre sous la forme :

$$\underline{i_s} = \underline{I_s}.e^{j.\omega_s.t} \quad \text{et} \quad \underline{i_r} = \underline{I_r}.e^{j.\omega_r.t}$$

ou $\underline{I_s}$ et $\underline{I_r}$ représentent les amplitudes complexes données par les relations :

$$\underline{I_s} = I_s.\sqrt{2}.e^{j\varphi_s} \text{ et } \underline{I_r} = I_r.\sqrt{2}.e^{j\varphi_r}$$

Phaseurs spatiaux flux en régime permanent sinusoïdal

Les relations suivantes

$$\begin{bmatrix} \underline{\phi_s} \\ \underline{\phi_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M.e^{j\theta_e} \\ M.e^{-j\theta_e} & L_r \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} \underline{i_s} \\ \underline{i_r} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \theta_e = \omega_s.t - \omega_r.t$$

permettent d'exprimer les vecteurs $\underline{\phi_s}$ et $\underline{\phi_r}$ sous la forme :

$$\underline{\phi_s} = \underline{\Phi_s}.e^{j.\omega_s.t} \quad \text{et} \quad \underline{\phi_r} = \underline{\Phi_r}.e^{j.\omega_r.t}$$

ou $\underline{\Phi_s}$,et $\underline{\Phi_r}$ représentent les amplitudes complexes données par les relations :

$$\underline{\Phi_s} = L_s.\underline{I_s} + M.\underline{I_r} \quad \text{et} \quad \underline{\Phi_r} = L_r.\underline{I_r} + M.\underline{I_s}$$

Phaseurs spatiaux tensions en régime permanent sinusoïdal

Le rotor étant en court circuit, les équations électrocinétiques permettent d'écrire en amplitude complexe :

$$\underline{V_s} = R_s.\underline{I_s} + j.L_s.\omega_s.\underline{I_s} + j.M.\omega_s.\underline{I_r} \quad \text{et} \quad 0 = R_r.\frac{\omega_s}{\omega_r}.\underline{I_r} + j.L_r.\omega_s.\underline{I_r} + j.M.\omega_s.\underline{I_s}$$

Il est à noter que vu du stator, la rotation du rotor fait apparaître le courant i_r de pulsation ω_r comme un courant de pulsation ω_s.

Schéma équivalent

Le schéma équivalent donné sur la figure 3 traduit les équations précédentes

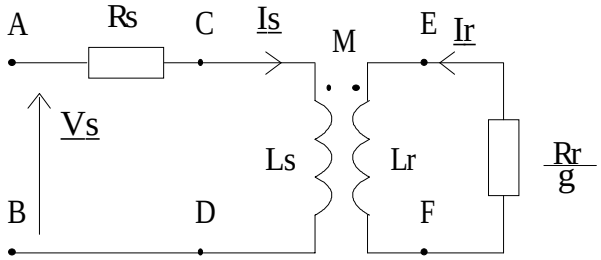

Figure 3. Schéma équivalent avec circuits couplés

Bien que les fuites magnétiques soient prises en compte dans l'étude précédente, le schéma avec circuits couplés est peu utilisé ; on lui préfère des schémas faisant intervenir les inductances de fuites.

Représentation d'un couplage non parfait à l'aide d'inductances de fuites

Le couplage des circuits précédents n'étant pas parfait ($M^2 < L_s.L_r$), il est possible de représenter le quadripôle CDEF par le schéma donné sur la figure 4 où :

- Le quadripôle GHIJ est à couplage parfait défini par les éléments :
  Inductance propre primaire : Y_1
  Inductance propre secondaire : Y_2
  Mutuelle inductance : $Y_{12} = \sqrt{Y_1.Y_2}$
- Les dipôles CG d'inductance y_1 et IE d'inductance y_2 caractérisent les imperfections du couplage.

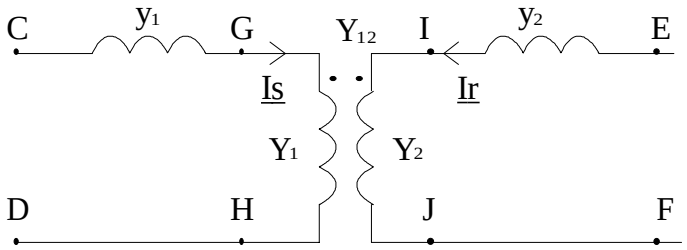

Figure 4. Représentation d'un couplage non parfait à l'aide d'inductances de fuites.

Pour que les deux représentations soient équivalentes, les éléments (Y_1, Y_2, y_1, y_2) et (L_s, L_r et M) doivent vérifier les relations suivantes :

$$L_s = Y_1 + y_1$$

$$L_r = Y_2 + y_2$$

$$M = \sqrt{Y_1.Y_2}$$

Il existe une infinité de possibilités. En pratique, trois solutions sont utilisées.

- Les deux premières permettent d'éliminer un paramètre, ce qui conduit à un schéma équivalent élémentaire. Les déterminations expérimentales des éléments sont plus faciles à réaliser. Les lois de commande sont plus simples à élaborer, il s'agit des schémas avec :
  a) Fuites localisées au secondaire ou rotor : $y_1 = 0$.
  b) Fuites localisées au primaire ou stator : $y_2 = 0$.

- La troisième est essentiellement utilisée par les constructeurs pour dimensionner en partie la machine car il existe des relations entre la forme des encoches, la nature du bobinage et les éléments intervenant dans cette dernière solution. Il s'agit d'attribuer les fuites aux deux enroulements ce qui conduit au schéma avec :
  c) Fuites partielles. On impose au quadripôle GHIJ d'avoir un rapport de transformation égal au rapport du nombre de spires affecté des coefficients de bobinage.

Schéma ramené au stator avec inductance de fuites localisées au rotor

Dans le cas d'une inductance de fuites localisées au rotor, le schéma de la figure 5 est équivalent au schéma de la figure 3.

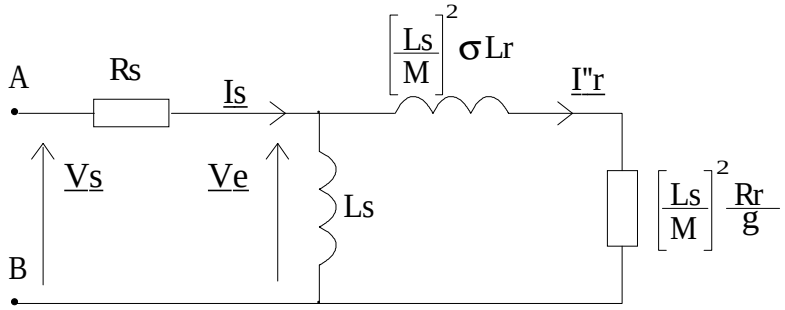

Figure 5. Schéma équivalent ramené au stator avec inductance de fuites localisées au rotor.

Schéma ramené au stator avec inductance de fuites localisées au stator

Dans le cas d'une inductance de fuites localisées au stator, le schéma de la figure 6 est équivalent au schéma de la figure 3.

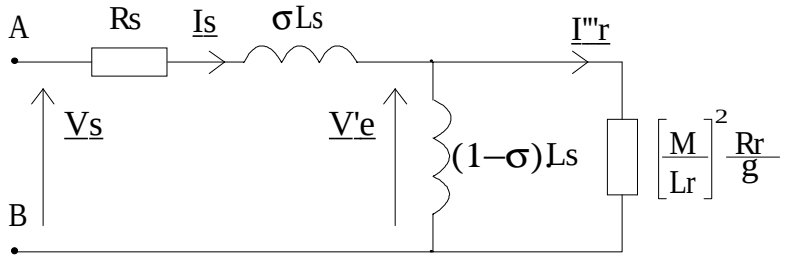

Figure 6. Schéma équivalent ramené au stator avec inductance de fuites localisées au stator.

Couple en régime permanent

L'expression du couple en régime permanent peut se déterminer :

- soit à partir de l'expression générale établie précédemment $Ce = \frac{3}{4} p.j.(\underline{\phi}_s \underline{i}_s^* - \underline{\phi}_s^* \underline{i}_s)$
- soit à partir d'un bilan de puissance effectué sur l'un où l'autre des modèles.

Ce qui conduit aux deux relations suivantes :

- En fonction du flux statorique :

$$C_e = 3.p.\left(\frac{M}{L_s}\right)^2.\Phi_s^2 \frac{\frac{R_r}{\omega_r}}{\left(\frac{R_r}{\omega_r}\right)^2 + (\sigma.L_r)^2}$$

- En fonction du flux rotorique :

$$C_e = 3.p.\Phi_r^2.\frac{\omega_r}{R_r}$$

Remarque

Pour des fonctionnements au voisinage du synchronisme, on peut en général considérer :

$\left(\frac{R_r}{\omega_r}\right)^2 >> (\sigma.L_r)^2$ et la première relation peut donc s'écrire $C_e \approx 3.p.\left(\frac{M}{L_s}\right)^2.\Phi_s^2.\frac{\omega_r}{R_r}$

Dans l'hypothèse où $\left(\frac{M}{L_s}\right)\Phi_s \approx \Phi_r$ ce qui suppose un bon couplage, les deux fonctions permettant de calculer le couple sont pratiquement identiques dans la partie utile.

2) COMMANDE SCALAIRE EN COUPLE

Pourquoi une commande en couple ?

Le modèle inverse d'une machine tournante nous conduit à contrôler le couple pour imposer la vitesse de rotation ou la position de l'arbre.

Les différentes commandes en couple..

- Une commande scalaire permet de contrôler le couple en régime permanent
  (aussi il ne faudra pas prétendre à de grandes performances dynamiques)
- Une commande vectorielle permet de contrôler le couple en régime dynamique.

2.1) <u>Grandeurs de réglage du couple en régime permanent</u>

En régime permanent le couple est donné par les relations suivantes :

$$C_e = 3.p.\left(\frac{M}{L_s}\right)^2.\Phi_s^{\,2}\,\frac{\frac{R_r}{\omega_r}}{\left(\frac{R_r}{\omega_r}\right)^2 + (\sigma.L_r)^2} \qquad\qquad C_e = 3.p.\Phi_r^{\,2}.\frac{\omega_r}{R_r}$$

Des deux expressions précédentes, il en résulte que les grandeurs de réglages du couple sont :

- La pulsation rotorique ω_r.
- Le flux totalisé Φ_s ou Φ_r.

Il reste à résoudre les deux problèmes suivants :

- Comment imposer la pulsation rotorique ω_r sachant qu'en règle générale, le rotor est inaccessible ?
  Pour cela, on utilisera la relation naturelle d'auto-pilotage des machines d'induction à savoir :

$$\omega_r = \omega_s - p.\Omega$$

avec ω_s : grandeur imposable.
et Ω : grandeur mesurable.

- Comment imposer les flux totalisés Φ_s ou Φ_r. et à quelle valeur ?
  Les flux seront contrôlés en boucle ouverte à partir des grandeurs électriques statoriques courants ou tensions.
  Les stratégies de commande couramment utilisées seront :
  - D'une vitesse nulle à la vitesse nominale, on maintiendra le flux constant à sa valeur maximale pour minimiser les pertes.
    Pour cette plage de fonctionnement, on disposera du couple nominal de la machine.
  - Pour des vitesses supérieures à la vitesse nominale, on diminuera le flux dans la machine.
    Pour cette plage de fonctionnement, on disposera de la puissance apparente nominale de la machine.

On en déduit le synoptique d'une commande en couple donné sur la figure 7.

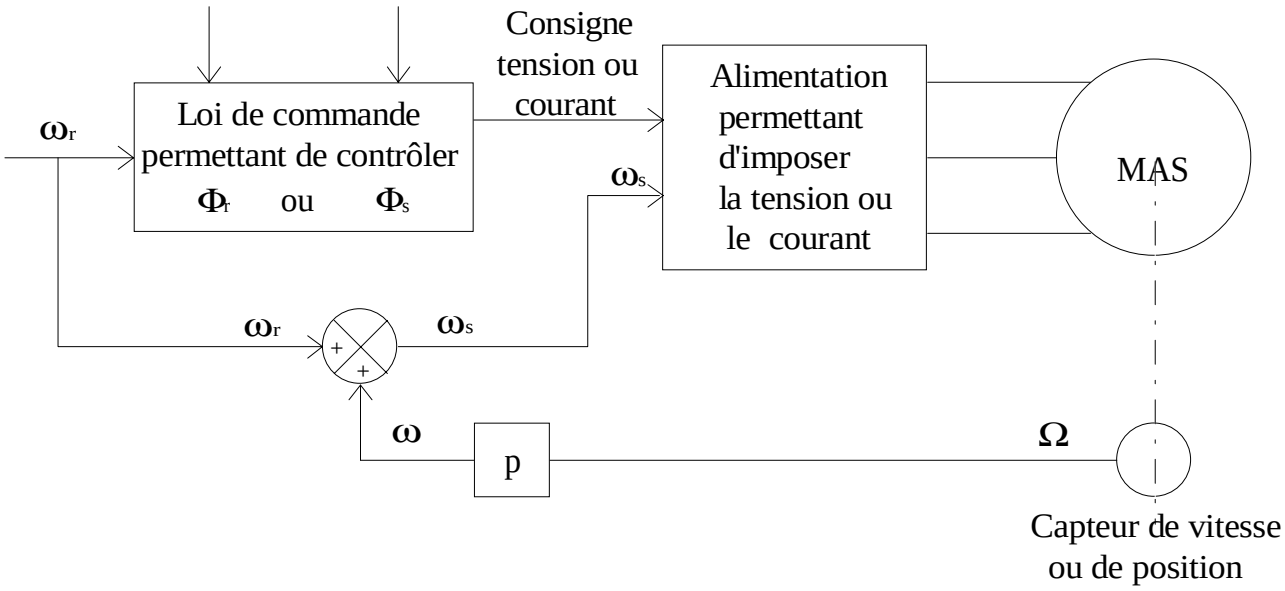

Figure 7 : Schéma de principe du contrôle en couple de la mas.

2.2) <u>Lois de commande permettant de contrôler le flux</u>

2.2.1) Contrôle du flux à partir des courants statoriques

Nous cherchons à établir les relations entre les flux et le module du courant statorique.
A partir du schéma équivalent ramené au stator avec inductance de fuites localisées au rotor, on aboutit à la relation suivante :

$$\underline{I}_s = \frac{\underline{\Phi}_s}{L_s} \cdot \frac{1 + j.\tau_r.\omega_r}{1 + j.\sigma.\tau_r.\omega_r} \quad \text{soit en module :} \quad I_s = \frac{\Phi_s}{L_s} \cdot \sqrt{\frac{1 + (\tau_r.\omega_r)^2}{1 + (\sigma.\tau_r.\omega_r)^2}} \quad \text{en posant} \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

L'utilisation du schéma équivalent ramené au stator avec inductance de fuites localisées au stator conduit à la relation suivante :

$$\underline{I}_s = \frac{\underline{\Phi}_r}{M}(1 + j.\tau_r.\omega_r) \quad \text{soit en module :} \quad I_s = \frac{\Phi_r}{M}\sqrt{1 + (\tau_r.\omega_r)^2}$$

Pour des caractéristiques de couple similaires dans la zone utile de fonctionnement, il apparaît plus simple de contrôler le flux rotorique .
La figure 8 précise la valeur efficace du courant devant circuler dans les enroulements statoriques pour maintenir le flux rotorique à sa valeur nominale dans le cas d'une machine de 3 kW.

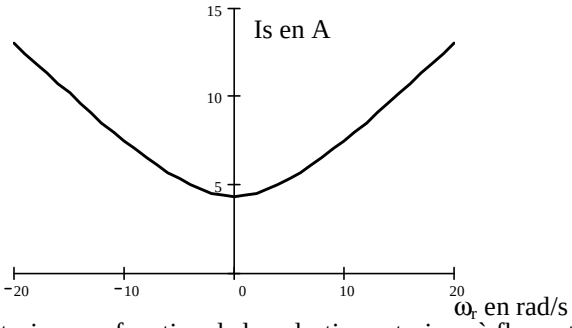

Figure 8 : Courant statorique en fonction de la pulsation rotorique à flux rotorique constant

De façon à contrôler ce courant, on utilisera :

- Un commutateur de courant à diodes d'isolement.
  La commutation naturelle des thyristors est impossible sur une machine asynchrone.
- Un onduleur de tension piloté en courant.
  C'est ce dernier représenté sur la figure 9 qui sera développé dans la suite.

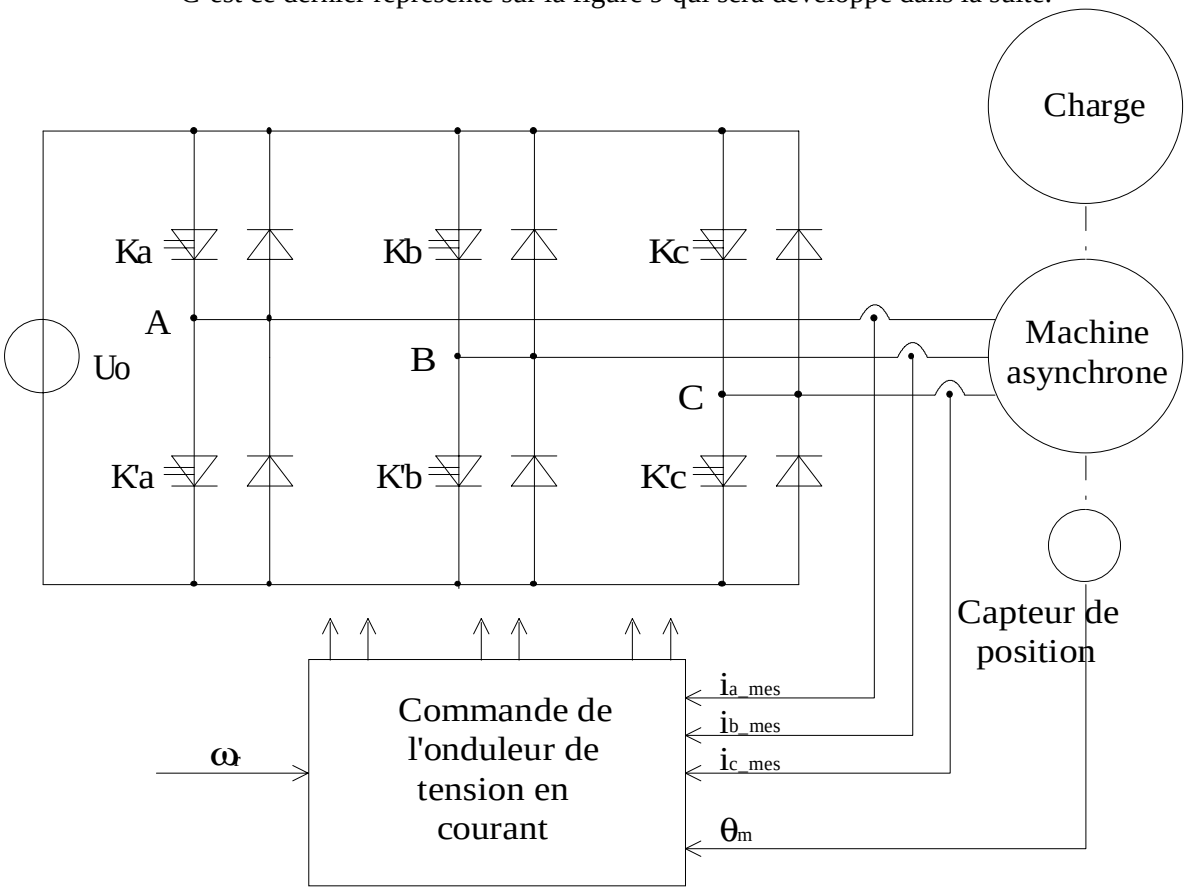

Figure 9 : Schéma de puissance.

La commande élabore trois courants de consigne :

-d'amplitude permettant de maintenir le module du flux constant

-de pulsation ω_s.

Les fonctions de connexion des interrupteurs constituant l'onduleur de tension sont élaborées à partir d'une commande en fourchette de courant selon le schéma de commande donné à la figure 10.

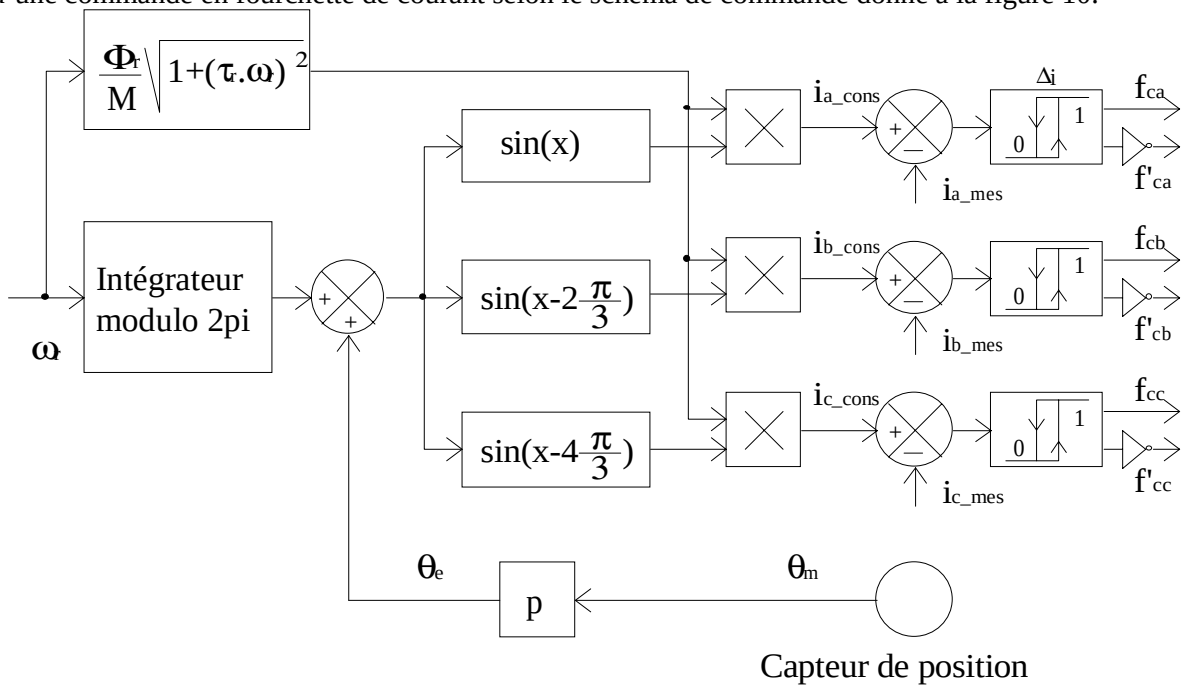

Figure 10 : Schéma de commande.

2.2.2) Contrôle du flux à partir des tensions statoriques

La tension statorique s'exprime en fonction du flux statorique par la relation complexe :

$$\underline{V}_s = R_s.\underline{I}_s + j.\omega_s.\underline{\Phi}_s$$

En remplaçant le courant complexe statorique par son expression déterminée au chapitre précédent, on obtient :

$$\underline{V}_s = \frac{R_s.\underline{\Phi}_s}{L_s}.\frac{1+j.\tau_r.\omega_r}{1+j.\sigma.\tau_r.\omega_r} + j.\omega_s.\underline{\Phi}_s$$

Soit en module : $$V_s = \Phi_s.\omega_s\sqrt{\frac{\left(\frac{R_s}{L_s.\omega_s} - \sigma.\tau_r.\omega_r\right)^2 + \left(\frac{R_s.\tau_r.\omega_r}{L_s.\omega_s} + 1\right)^2}{1+(\sigma.\tau_r.\omega_r)^2}}$$

On en conclut (Figure 11) que pour imposer le flux statorique à partir de la tension V_s, il est nécessaire de connaître les pulsations ω_s et ω_r ainsi que les éléments de la machine (R_s, L_s, σ et τ_r)

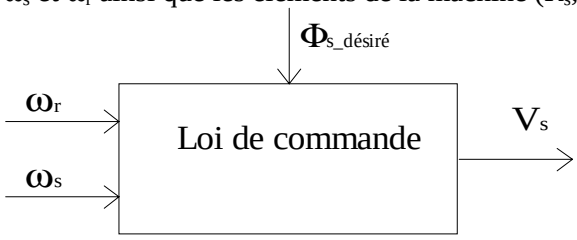

Figure 11 : Synoptique de commande en tension

La figure 12 représente, pour les faibles valeurs de la pulsation statorique, l'évolution de la tension efficace statorique pour différentes valeurs de ω_r.

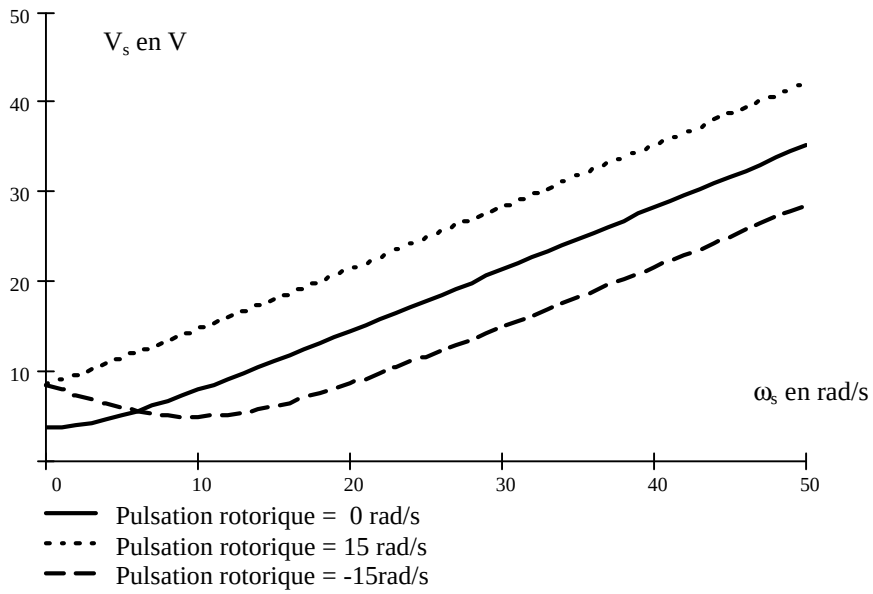

Figure 12 : Tension statorique en fonction de la pulsation statorique à flux statorique constant

En pratique, on se contentera le plus souvent d'une loi de commande simplifiée correspondant à $R_s = 0$ soit : $V_s = \Phi_s.\omega_s$

Il sera possible pour améliorer les performances, en particulier à basse vitesse, de majorer la tension V_s d'une quantité proportionnelle à I_s ,le plus souvent en ignorant la phase.

Les schémas de puissance et de commande sont donnés par les figures 13 et 14 dans le cas d'une loi simplifiée.

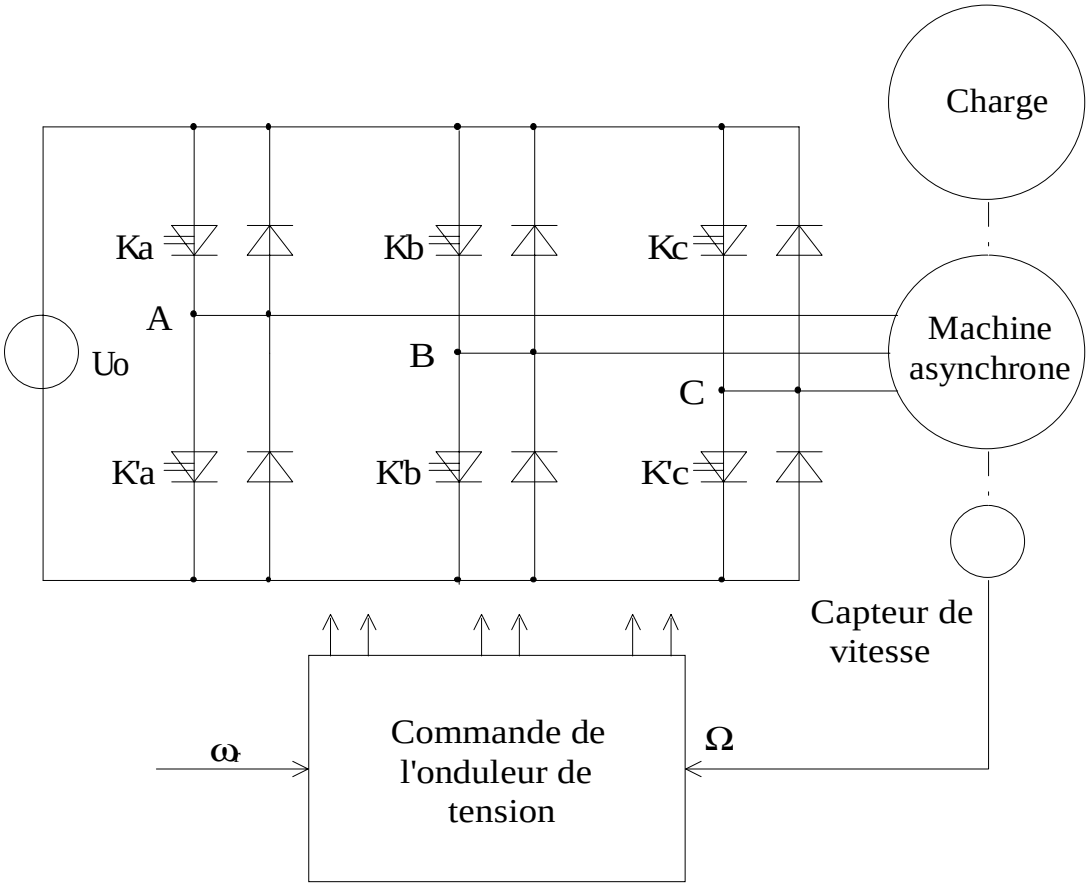

Figure 13: Schéma de puissance.

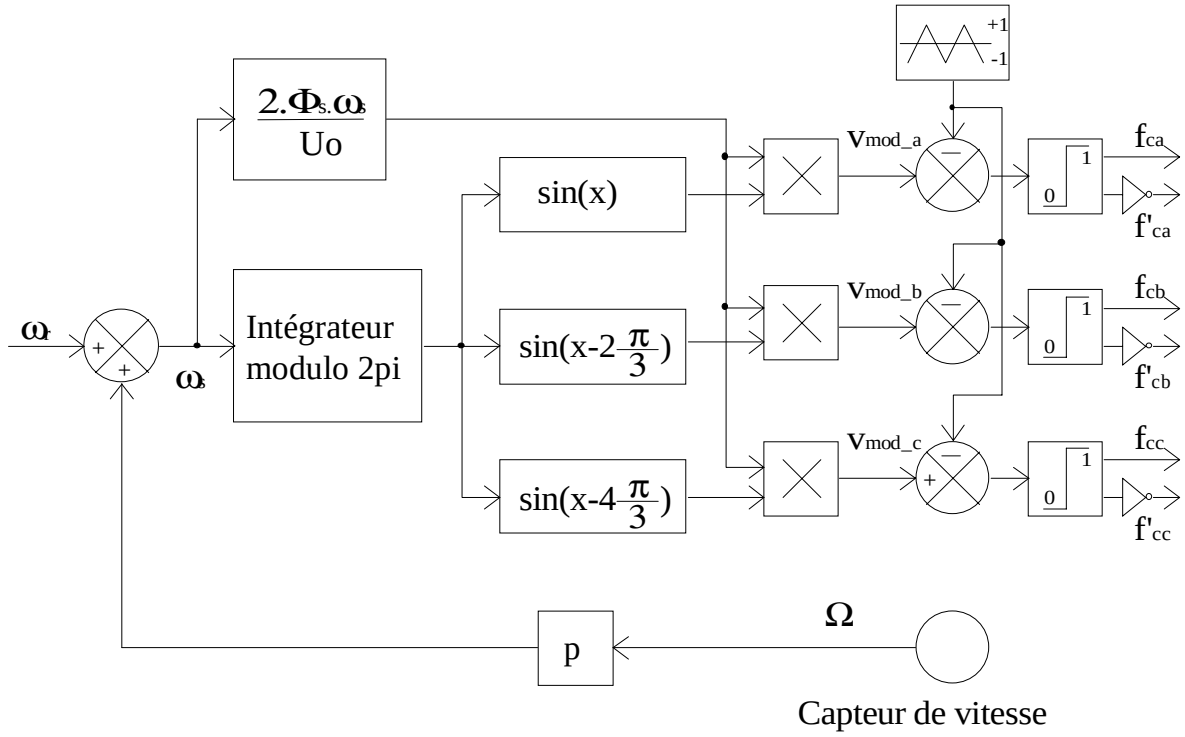

Figure 14 : Schéma de commande.

2.3) Conclusion sur le contrôle scalaire

Les résultats de simulation qui suivent correspondent à une commande scalaire en couple par contrôle des courants statoriques.

On constate que le flux rotorique est bien maintenu constant en régime permanent, par contre il n'est pas contrôlé durant la phase transitoire.

Ce transitoire sur le flux se traduit par un temps d'établissement du couple de plusieurs dixièmes de secondes.

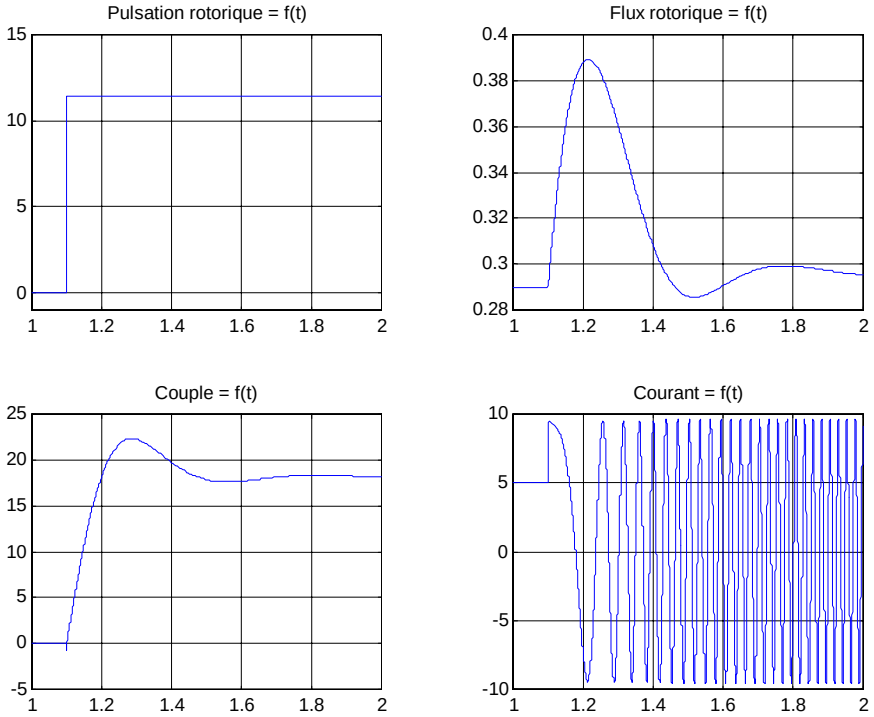

Figure 15 : Réponse à un échelon de pulsation rotorique dans le cas d'une commande scalaire.

C’est ce temps de réponse qui pourrait être minimisé en utilisant une commande vectorielle.

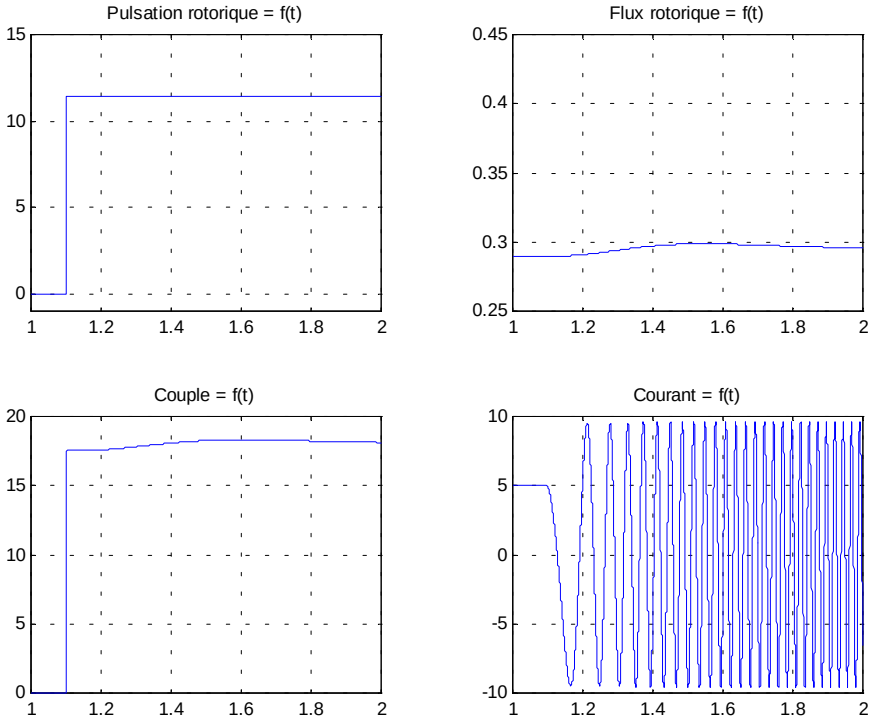

Figure 16 : Réponse à un échelon de pulsation rotorique dans le cas d’une commande vectorielle simplifiée